

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2002-247852

(P 2002-247852 A)

(43) 公開日 平成14年8月30日 (2002. 8. 30)

(51) Int. Cl.⁷
H 0 2 M 3/28

識別記号

F I
H 0 2 M 3/28

テーマコード* (参考)
Q 5H006
H 5H730
M
V
A

3/338

3/338

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L

(全 1 9 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2001-43519 (P2001-43519)

(22) 出願日 平成13年2月20日 (2001. 2. 20)

(71) 出願人 000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之
東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(74) 代理人 100086841
弁理士 脇 篤夫 (外1名)

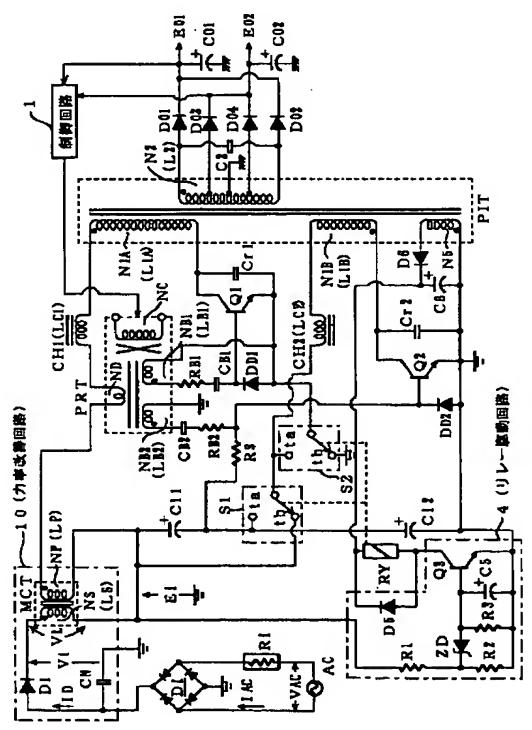
F ターム (参考) 5H006 AA02 CA01 CA07 CB01 CB08
CC08
5H730 AA18 BB23 BB62 CC01 DD02
DD23 EE03 EE07 EE73 FD01
FG05

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】 広範囲入力電圧対応とし、また負荷、交流入力電圧変動に対して実使用条件に対応できるだけの力率を維持する。

【解決手段】 プッシュプル形のスイッチング周波数制御方式複合共振形コンバータといわれる電源回路に備えられる力率改善回路に磁気結合トランスMCTを備え、一次側共振回路に得られるスイッチング出力電圧が磁気結合方式により帰還すると共に、スイッチング動作切換手段により交流入力電圧に応じてプッシュプル動作と分電圧プッシュプル動作を切り換えるようにする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力された商用交流電源を整流するとともに、直列接続された 2 つの平滑コンデンサの両端に得られる平滑電圧を分圧して第 1 及び第 2 の直流入力電圧を出力することができる整流平滑手段と、
疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され、一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、
上記第 1 の直流入力電圧をプッシュプル動作により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされた第 1 及び第 2 のスイッチング手段と、
少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記第 1 及び第 2 のスイッチング手段の動作を電圧共振形とする第 1 及び第 2 の一次側共振回路と、
上記一次巻線と接続される第 1 巻線と、整流電流経路に挿入される第 2 巻線とを磁気結合する磁気結合トランスと、整流電流経路に挿入されるスイッチング用素子とを少なくとも備えることで電力帰還方式の力率改善動作を行う力率改善手段と、
商用交流電源電圧に応じて、上記第 1 及び第 2 の直流入力電圧が、それぞれ上記第 1 及び第 2 のスイッチング手段による分電圧プッシュプル動作により断続されて上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力されるようにすることのできるスイッチング動作切換手段と、
上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と、二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、
上記二次側共振回路を含んで形成され、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、
上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、
を備えたことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 上記力率改善手段は、上記磁気結合トランスの第 1 巻線と第 2 巻線の極性が加極性又は減極性で結合されるとともに、上記第 2 巻線が上記スイッチング用素子としての高速リカバリ型と直列接続されて構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】 上記磁気結合トランスは、上記第 2 巻線が上記第 1 巻線よりも大きな所定のインダクタンスを有して構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 4】 上記磁気結合トランスの上記第 1 巻線と上記第 2 巻線のインダクタンス値の各々について所要の

値が得られるように上記第 1 巻線と上記第 2 巻線の巻数比が設定されることで電力帰還量が最適化されることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 5】 上記スイッチング動作切換手段は、電磁パワーリレーを備えて構成されることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、力率改善回路を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来より交流入力電圧が 100V 系と 200V 系共用のワイドレンジ対応力率改善ソフトスイッチング電源は電流共振形コンバータと静電結合あるいは磁気結合形力率改善回路を組み合わせる種々の回路が構成されている。まず図 10～図 19 により、各種のスイッチング電源回路の構成及び問題点を説明する。

【0003】図 10、図 11 はそれぞれ従来の電流共振形コンバータと電力帰還方式力率改善回路を組み合わせた力率改善ソフトスイッチング電源を示しており、図 10 は静電結合形の力率改善回路 20 を採用した方式で、また図 11 は磁気結合形の力率改善回路 21 を採用した方式である。

【0004】この図 10、図 11 に示す電源回路においては、商用交流電源 AC を全波整流するブリッジ整流回路 Di が備えられている。この場合、ブリッジ整流回路 Di により整流された整流出力は、力率改善回路 20 または 21 を介して平滑コンデンサ Ci に充電され、平滑コンデンサ Ci の両端には、交流入力電圧 VAC の 1 倍のレベルに対応する整流平滑電圧 Ei が得られることになる。また、この整流平滑回路 (Di, Ci) に対しては、その整流電流経路に対して突入電流制限抵抗 Ri が挿入されており、例えば電源投入時に平滑コンデンサに流入する突入電流を抑制するようにしている。

【0005】また、この図 10、図 11 のスイッチング電源回路では、平滑コンデンサ Ci の両端電圧である整流平滑電圧 Ei を動作電源とする自励式の電流共振形コンバータが備えられる。そしてこの電流共振形コンバータにおいては、図のように 2 つのバイポーラトランジスタによるスイッチング素子 Q100、Q200 をハーフブリッジ結合した上で、平滑コンデンサ Ci の正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。なおクランプダイオード DD100、DD200 が、それぞれスイッチング素子 Q100、Q200 のエミッターコレクタ間に対して並列に接続される。そしてスイッチング素子 Q100、Q200 は、それぞれ制御回路 1 からの信号に基づいて所要のスイッチング周波数でスイッチング動作を行う。

【0006】絶縁コンバータトランス P I T (Power Isolation Transformer) は、スイッチング素子 Q100、Q2

00のスイッチング出力を二次側に伝送する。すなわち、平滑コンデンサC_iの端子電圧を動作電源としてスイッチング素子Q₁₀₀、Q₂₀₀が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N₁に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次巻線N₂に交番出力を得る。この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N₁の一端は、スイッチング素子Q₁₀₀のエミッタとスイッチング素子Q₂₀₀のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。

【0007】また、一次巻線N₁の他端は、直列共振コンデンサC₁₀₀を介して、力率改善回路20（または21）に接続されている。この場合、上記直列共振コンデンサC₁₀₀及び一次巻線N₁は直列に接続されているが、この直列共振コンデンサC₁₀₀のキャパシタンス及び一次巻線N₁（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分により、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

【0008】また、この図10、図11における絶縁コンバータトランスPITの二次側では、二次巻線N₂に対してセンタータップを設けた上で、整流ダイオードD₀₁、D₀₂及び平滑コンデンサC₀を図のように接続することで、全波整流回路が形成され、直流出力電圧E₀が生成される。制御回路1は、例えば二次側の直流電圧出力E₀のレベルに応じてそのレベルが可変されるように、スイッチング素子Q₁₀₀、Q₂₀₀のスイッチング周波数を制御することで、定電圧制御を行う。

【0009】図10の場合における力率改善回路20は、ブリッジ整流回路D_iの正極出力端子と平滑コンデンサC_iの正極端子間に対して、フィルタチョークコイルLN-高速リカバリ型ダイオードD₁が直列接続されて挿入される。ここで、フィルタコンデンサC_NはフィルタチョークコイルLN-高速リカバリ型ダイオードD₁の直列接続回路に対して並列に設けられる。そして、このような接続形態によっても、フィルタコンデンサC_NはフィルタチョークコイルLNと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。また、共振コンデンサC₃は、高速リカバリ型ダイオードD₁に対して並列に設けられる。ここでは詳しい説明は省略するが、例えば共振コンデンサC₃は例えばフィルタチョークコイルLN等と共に並列共振回路を形成するようにされ、その共振周波数は後述する直列共振回路の共振周波数とほぼ同等となるように設定される。これにより、負荷が軽くなったときの整流平滑電圧E_iの上昇を抑制する作用を有するものである。

【0010】この力率改善回路20に対しては、フィルタチョークコイルLNと高速リカバリ型ダイオードD₁のアノードとの接続点に対して一次側直列共振回路（N

1, C₁₀₀）の端部が接続される。

【0011】このような接続形態では、一次巻線N₁に得られるスイッチング出力は、直列共振コンデンサC₁₀₀の静電容量結合を介して、スイッチング出力を整流電流経路に帰還されることになる。この場合には、フィルタチョークコイルLNと高速リカバリ型ダイオードD₁のアノードとの接続点に対して、一次巻線N₁に得られた共振電流が流れるように帰還されて、スイッチング出力が印加される。

- 10 【0012】上記のようにしてスイッチング出力が帰還されることで、整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳されることになるが、このスイッチング周期の交番電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオードD₁では整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになり、この断続作用により見掛け上のフィルタチョークコイルLNのインダクタンスも上昇することになる。また、共振コンデンサC₃にはスイッチング周期の電流が流れることでその両端に電圧が発生するが、整流平滑電圧E_iのレベルは、この共振コンデンサC₃の両端電圧だけ引き下げられることになる。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサC_iの両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサC_iへの充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされて交流入力電流の導通角が拡大され、力率改善が図られることになる。

- 30 【0013】また図11の場合における力率改善回路21は、ブリッジ整流回路D_iの正極出力端子と平滑コンデンサC_iの正極端子間に対して、フィルタチョークコイルLN-高速リカバリ型ダイオードD₁-チョークコイルLSが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサC_Nは高速リカバリ型ダイオードD₁のアノード側と平滑コンデンサC_iの正極端子間に対して挿入されることで、フィルタチョークコイルLNと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。また共振コンデンサC₃は、高速リカバリ型ダイオードD₁に対して直列に設けられる。

- 40 【0014】この力率改善回路21に対しては、高速リカバリ型ダイオードD₁のカソードとチョークコイルLSの接続点に対して、一次側の直列共振回路（N₁, C₁₀₀）の端部が接続される。すなわち、直列共振回路（N₁, C₁₀₀）に供給されたスイッチング出力をチョークコイルLS自体が有するとされる誘導性リアクタンス（磁気結合）を介して整流電流経路に帰還するようにされる。

- 50 【0015】上記のようにして帰還されたスイッチング出力により、整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳されることになるが、このスイッチング周期の交番電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオードD₁では整流電流をスイッチング周期で断続する動作

が得られることになり、この断続作用により見掛け上のフィルタチョークコイル L_N 、チョークコイル L_S のインダクタンスも上昇することになる。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサ C_i の両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C_i への充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされて交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0016】ここで図12は、これら図10、図11のスイッチング電源回路における交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時と、 $V_{AC}=230V$ 時の交流入力電流の動作波形を示し、また図13は、力率 PF - 交流入力電圧 V_{AC} 特性を示している。これらの図から分かるように、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時に力率 $PF=0.85$ に設定しても、交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ の場合は、力率 $PF=0.65$ に低下してしまう。これはすなわち、 $100V$ 系～ $200V$ 系にわたって安定的に高力率が得られないことも意味する。したがって図10、図11のスイッチング電源回路は、 $100V$ 系と $200V$ 系共用のワイドレンジ対応力率改善ソフトスイッチング電源としては適切ではない。

【0017】これに対して、図14は直列共振回路 (L_{30} 、 C_{30}) を追加して、チョークコイル L_{30} と共振コンデンサ C_{30} の直列共振電流 I_{01} を、力率改善回路20の高速リカバリ型ダイオード $D1$ とコンデンサ $C3$ の並列接続点に電力帰還するようにしたものである。なお、以降各図の説明において、既に説明した図における電源回路と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。

【0018】この電源回路では、スイッチング素子 Q_{101} 、 Q_{201} のスイッチング動作を電流共振形とするために設けられる直列共振回路 ($N1$ 、 C_{100}) は、その一次巻線 $N1$ の一端が共振コンデンサ C_{100} を介してスイッチング素子 Q_{101} 、 Q_{201} のソースドレインの接続点 (スイッチング出力点) に対して接続され、その他端は一次側アースに接地されることにより、スイッチング出力が供給されるようにされている。さらに上記のように直列共振回路 (L_{30} 、 C_{30}) が追加され、直列共振電流 I_{01} が力率改善回路20に電力帰還される。

【0019】なお、スイッチング素子 Q_{101} 、 Q_{201} は、そのゲートに対してスタート回路3からのトリガに基づいてドライブ・発振回路2から所要のスイッチング周波数の駆動パルスが供給されることにより、交互にオン/オフのスイッチングを行う。また制御回路1は、二次側の直流電圧出力 $E0$ のレベルに応じてそのレベルが可変されるように、ドライブ・発振回路2からスイッチング素子 Q_{101} 、 Q_{201} に供給されるパルス周波数 (スイッチング周波数) を制御することで、定電圧制御を行う。

【0020】この図14の電源回路についての力率 PF - 交流入力電圧 V_{AC} 特性、及び力率 PF - 負荷電力 P_o

特性を図15(a)(b)に示す。図15(a)(b)から分かるように、この電源回路の場合、負荷電力 $P_o=113W\sim 47W$ の変動に対して交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ の場合と交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ の場合で、共に力率 PF はほぼ0.7以上となり、十分なものとなっている。しかしながら、この電源回路では一次側直列共振電流 I_{02} と電力帰還用直列共振電流 I_{01} が重畳してスイッチング素子 Q_{101} 、 Q_{201} に流れるため、スイッチング素子 Q_{101} 、 Q_{201} のスイッチング損失が増加し、電力変換効率が低下する。したがって、負荷電力 P_o が $100W$ 程度以下の軽負荷にしか適用できない方式であるといえる。

【0021】負荷電力 P_o が $200W$ 以上の重負荷の場合は図16に示すように交流ラインに電力帰還方式力率改善回路を挿入し、4組の整流ダイオード ($D_{101}\sim D_{104}$) と2組の平滑用電解コンデンサ (C_{i1} 、 C_{i2}) と電磁パワーリレー RY による倍圧/全波整流回路切り替え方式とすれば、交流入力電圧 V_{AC} が $100V$ 系と $200V$ 系のワイドレンジ対応が可能となる。

【0022】すなわち図16の電源回路は、力率改善回路22においては、商用交流電源 AC の正極入力ラインに直列にフィルタチョークコイル L_N が挿入されており、商用交流電源 AC に対して並列に接続されるフィルタコンデンサ C_N と共にノーマルモードのローパスフィルタを形成して、高調波電流が商用交流電源 AC に流れるのを阻止するようにしている。この場合には、力率改善回路22において2本の並列共振コンデンサ C_{31} 、 C_{32} が設けられており、並列共振コンデンサ C_{31} は、整流ダイオード D_{101} に並列に挿入され、並列共振コンデンサ C_{32} は整流ダイオード D_{102} に並列に挿入される。これら並列共振コンデンサ C_{31} 、 C_{32} は、例えばフィルタチョークコイル L_N のインダクタンス等と共に並列共振回路を形成するものとされ、この並列共振回路の共振周波数は例えば後述する直列共振回路の共振周波数とほぼ同様となるように設定される。

【0023】この場合、4本の整流ダイオード $D_{101}\sim D_{104}$ によるブリッジ整流回路は、後述するようにして力率改善動作に伴って整流電流経路にスイッチング周期の高周波電流が流れることに対応して高速リカバリ型が用いられている。整流ダイオード D_{101} 、 D_{102} の接続点に対しては、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N1$ が直列共振コンデンサ C_{100} を介して接続されており、一次巻線 $N1$ に得られたスイッチングコンバータ (後述) のスイッチング出力が直列共振コンデンサ C_{100} の静電容量結合を介して、整流電流経路に帰還されるようにしている。

【0024】この電源回路では、2本の平滑コンデンサ C_{i1} 、 C_{i2} が直列に接続されて、上記ブリッジ整流回路の正極出力端子と一次側アース間に挿入するように設けられる。そして平滑コンデンサ C_{i1} 、 C_{i2} の接

続点は、スイッチSを介して、上記ブリッジ整流回路の負極入力端子に対して接続される。直列接続された平滑コンデンサC i 1、C i 2の両端に得られる整流平滑電圧は、後段の他励式による電流共振形コンバータに入力される。電流共振形コンバータでは、入力された整流平滑電圧に基づいてスイッチング動作を行い、最終的に安定化された二次側直流出力電圧E0を出力する。

【0025】スイッチSは、倍電圧整流平滑動作と通常の整流平滑動作を切り換えるために設けられ、電磁リレーRYによりオン／オフ制御される。電磁リレーRYは、リレー駆動回路40によって駆動される。このリレー駆動回路40においては、商用交流電源ACを半波整流する整流ダイオードD105及び平滑コンデンサC33からなる半波整流回路が備えられ、この半波整流回路の出力と一次側アース間に対して抵抗R1、R2が直列に接続される。この抵抗R1、R2の分圧点とトランジスタQ300のベース間にはツェナーダイオードZDが挿入される。この場合、商用交流電源ACに供給される交流入力電圧VACがAC150V以上の場合に、抵抗R1、R2で分圧される電圧値によってツェナーダイオードZDが導通するように、上記各部品が選定されているものとされる。つまり、上記各部品によって交流入力電圧レベルがAC150V以上か否かを検出する電圧検出回路が形成される。トランジスタQ300は電磁リレーRYを駆動する。このトランジスタQ300のベースと一次側アース間には、抵抗R3とコンデンサC34がそれぞれ接続されている。また、トランジスタQ300のコレクタは一次側アースに接地される。またエミッタは電磁リレーRYを介して、後述する絶縁コンバータトランスPITの三次巻線N3、整流ダイオードD300及び平滑コンデンサC101により得られる低圧直流電圧のラインと接続されている。電磁リレーRYに対しては逆方向電流を流すための保護用ダイオードD5が並列に接続されている。

【0026】例えば、AC100V系としてAC150V以下の交流入力電圧VACが供給されている場合、ツェナーダイオードZDは導通しないことから、トランジスタQ300ではベース電流が抵抗R3を介して流れるようにされてオン状態となる。これにより電磁リレーRYには、エミッタ電流が導通する。そして、電磁リレーRYの励磁作用によってスイッチSはオン状態とされることになる。これにより、平滑コンデンサC i 1、C i 2の接続点と上記ブリッジ整流回路の負極入力端子とがスイッチSを介して接続されることになる。このような接続形態では、交流入力電圧VACが正の期間では整流ダイオードD102で整流した商用交流電源ACを平滑コンデンサC i 1に充電する整流電流経路が形成されることで、平滑コンデンサC i 1にはAC100V系の交流入力電圧に相当するレベルの両端電圧が発生する。これに対して、交流入力電圧VACが負の期間では整流ダイオードD101で整流した商用交流電源ACを平滑コンデンサC i

2に充電する整流電流経路が形成されることで、平滑コンデンサC i 2にもAC100V系の交流入力電圧に相当するレベルの両端電圧が発生する。したがって、直列接続された平滑コンデンサC i 1-C i 2の両端には100V系のほぼ2倍に相当するレベルの整流平滑電圧E iが発生する倍電圧整流平滑動作となる。

【0027】AC200V系としてAC150V以上の交流入力電圧VACが供給されている場合では、ツェナーダイオードZDが導通することにより、トランジスタQ300のベース電位が所定以上に引き上げられてベース電流が流れないようにされ、トランジスタQ300はオフとなる。このため、トランジスタQ300のエミッタ電流は電磁リレーRYを流れなくなり、スイッチSはオフ状態とされることになる。この場合には、商用交流電源ACを上記ブリッジ整流回路（整流ダイオードD101～D104）により全波整流して、平滑コンデンサC i 1-C i 2の直列接続に対して充電をする全波整流平滑動作となり、交流入力電圧VACに対応するAC200V系の整流平滑電圧E iが得られることになる。

【0028】この図に示すスイッチングコンバータは他励式による電流共振形コンバータとされる。この電流共振形コンバータでは、例えばMOS-FETによる2石のスイッチング素子Q101、Q201がハーフブリッジ結合されて備えられている。これらスイッチング素子Q101、Q201は、発振ドライブ回路2によって交互にオン／オフ動作が繰り返されるようにスイッチング駆動されて、整流平滑電圧E iを断続してスイッチング出力とする。なお、各スイッチング素子Q101、Q201のドレインソース間に対して図に示す方向に対して並列にダンパーダイオードD101、D201が備えられる。

【0029】スイッチング素子Q101、Q201のソースドレインの接続点（スイッチング出力点）に対しては、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端が接続されて、この一次巻線N1に対してスイッチング出力を供給するようにされる。また、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1は直列共振コンデンサC100と直列に接続され、この直列共振コンデンサC100のキャパシタンス及び一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス成分により、スイッチング電源回路を電流共振形とするための直列共振回路を形成している。

【0030】絶縁コンバータトランスPITは、一次巻線N1に供給されたスイッチング出力により得られる交番電圧を二次側に転送する。絶縁コンバータトランスPITの二次側では、上記図10、図11、図14の場合と同様に直流出力電圧E0を得る。

【0031】起動回路3は、電源投入直後に整流平滑ラインに得られる電圧あるいは電流を検出して、発振ドライブ回路2を起動させるために設けられており、この起動回路3には、動作電源として絶縁コンバータトランス

PITに設けられた三次巻線N3と整流ダイオードD30、及び平滑コンデンサC101により供給される低圧直流電圧が供給される。

【0032】力率改善回路22については、前述のように絶縁コンバートランスPITの一次巻線N1に得られるスイッチング出力を、直列共振コンデンサC100の静電容量結合を介して整流電流経路に帰還するようにされている。このようにして帰還されたスイッチング出力は、フィルタチョークコイルLNのインダクタンスを介する整流出力電圧に対してスイッチング周期の交番電圧（スイッチング電圧）を重畳するように作用し、この重畳されたスイッチング電圧によって、整流ダイオードD101、D102は整流電流をスイッチング周期で断続するように動作する。整流ダイオードD101、D102は、倍電圧整流時及び全波整流時の何れの場合にも整流電流の経路にあることから、上述の動作は、倍電圧整流時及び全波整流時の何れにおいても行われることになる。

【0033】この動作により、例えば倍電圧整流動作時には、整流出力電圧はスイッチング電圧が重畳された状態で平滑コンデンサCi1及びCi2に充電されることになるが、このスイッチング電圧の重畳分によって、平滑コンデンサCi1、Ci2の各両端電圧をスイッチング周期で引き下げることになる。このため、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサCi1、Ci2の各両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサCi1、Ci2への充電電流が流れるようにされる。また、全波整流動作時では、整流出力電圧はスイッチング電圧が重畳された整流出力電圧によって直列接続される平滑コンデンサCi1-Ci2に充電を行うようにされ、このスイッチング電圧の重畳分によって、直列接続された平滑コンデンサCi1-Ci2の両端電圧（整流平滑電圧）をスイッチング周期で引き下げることになる。このため、整流出力電圧レベルが直列接続された平滑コンデンサCi1-Ci2の両端電圧よりも低いとされる期間にも充電電流が流れるようにされる。

【0034】この結果、倍電圧整流動作または全波整流動作時の何れの場合においても、交流入力電流IACの平均的な波形が交流入力電圧VACの波形に近付くようにされ、交流入力電流IACの導通角が拡大されることになる。このようにして、この図に示す電源回路では倍電圧整流動作時と全波整流動作時の何れの場合にも力率が改善されることになる。

【0035】図17(a)(b)に、この図16の電源回路についての力率PF-交流入力電圧VAC特性、及び力率PF-負荷電力Po特性を示す。図17(a)

(b)から分かるように、この電源回路の場合、負荷電力Po=250W~150Wの変動に対して交流入力電圧VACが100V系の場合と交流入力電圧VACが230V系の場合で、共に力率PFは十分なものとなっている。しかしながら、図16に示した回路ではノーマルモ

ードのローパスフィルタ(LN, CN)や並列共振コンデンサC31、C32などの力率改善用の部品素子が交流入力ラインに設けられているため、例えば全世界対応の安全規格認定格品を採用する必要があるため、コスト的に不利となる。また、交流入力電圧VACの検出回路が瞬時停電や外乱ノイズによって誤動作する場合があるため誤動作防止の対策を施さねばならない。

【0036】図18はスイッチング素子4石(Q41~Q44)によるフルブリッジ結合電流共振形コンバータと磁気結合形電力帰還方式力率改善回路を組み合わせ、磁気結合トランス(MCT)の一次インダクタンスL30とC100の直列共振回路を追加し、2次インダクタンスLRを介して電力帰還するようにしたものである。

【0037】この電源回路ではスイッチングコンバータとして、4本のスイッチング素子Q41~Q44をフルブリッジ結合した他励式の電流共振形コンバータが備えられる。このようなフルブリッジ結合による他励式の電流共振形コンバータは、スイッチング素子Q41、Q42の組とスイッチング素子Q43、Q44の組がプッシュプルにより駆動されるように構成される。この際スイッチング素子Q41~Q44の各ドレインソース間に対してもダンパダイオードDD41~DD44が備えられる。

【0038】この場合、ドライブ回路2Bはスイッチング素子Q41、Q42の各ゲートに対してスイッチング駆動信号を出力し、またドライブ回路2Cはスイッチング素子Q43、Q44の各ゲートに対してスイッチング駆動信号を出力するように構成される。この場合、ドライブ回路2B、2Cは、発振回路2Aからの互いに逆相の発振出力に基づいて、[スイッチング素子Q41、Q44]と[スイッチング素子Q42、Q43]の組が所要のスイッチング周波数により交互にオン/オフするスイッチング動作を行うようにスイッチング駆動信号を出力する。

【0039】また、平滑コンデンサCiの充電電圧を検出するVAC検出回路2Dによって、交流入力電圧VACが150V以上と検出された際には、このVAC検出回路2Dの制御によってスイッチング素子Q43はオフ、Q44はオンの状態とすれば、ハーフブリッジ結合電流共振形コンバータ動作となる。すなわちフルブリッジ、ハーフブリッジ結合切り替え方式とされてワイドレンジ対応を可能としている。

【0040】力率改善回路23では、磁気結合トランスMCTを備えてその磁気結合作用によって直列共振回路に供給されるスイッチング出力を整流電流経路に帰還するようにされる。この力率改善回路23においては、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と平滑コンデンサCiの正極端子間に、フィルタチョークコイルLN-高速リカバリ型ダイオードD1-巻線NRが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサCNは、フィルタチョークコイルLN-巻線NRの直列接続回路に対して並列に設けられているが、このような接続形態によっても

フィルタチョークコイルLN と共にローパスフィルタを形成する。

【0041】磁気結合トランスMCTは、コアに対して巻線NR及び巻線N30を磁氣的に密結合するようにして巻装して形成される。巻線N30の一端はスイッチング素子Q41、Q42の接続点に対して接続され、他端は直列共振コンデンサC100を介してスイッチング素子Q43、Q44の接続点と接続される。またこの接続点は直列共振コンデンサC1を介して一次巻線N1の一端と接続される。この接続形態により、スイッチング素子Q41～Q44のスイッチング出力は、一次巻線N1側の直列共振回路に供給されるようにされると共に、この直列共振回路に対して直列に接続される巻線N30に対してもスイッチング出力が得られることになる。

【0042】このようにして形成される力率改善回路23では、巻線N30に得られるスイッチング出力が、磁気結合トランスMCTの磁気結合作用を介することによって、巻線LRに伝送される。これにより、巻線NRにはスイッチング周期の電圧（スイッチング電圧）が発生するが、巻線NRは整流電流経路に挿入されていることから、整流出力電圧に対してスイッチング電圧を重畳するように動作する。そして、このスイッチング出力電圧の重畳分によって高速リカバリ型ダイオードD1が整流電流をスイッチング周期で断続するように動作し、交流入力電流の導通角の拡大が図られて力率が改善されることになる。

【0043】図19に、この図18の電源回路についての力率PF－交流入力電圧VAC特性を示す。この図19から分かるように、この電源回路の場合、負荷電力 $P_o = 192W \sim 84W$ の変動に対しても高い力率PFが得られる。ところが、回路構成が複雑となり、構成部品点数が増加し、プリント基板マウント面積が拡大するという欠点がある。

【0044】

【発明が解決しようとする課題】以上の図10～図19によって各種の電源回路例をあげたが、これら従来の電源回路の問題点をまとめると、以下ようになる。

【0045】・ハーフブリッジ結合電流共振形コンバータの直列共振回路と並列にLCの直列共振回路を設けて電力帰還方式力率改善回路と組み合わせる場合、2組のスイッチング素子のスイッチング電流が増加し電力変換効率が低下する。

・ハーフブリッジ結合電流共振形コンバータの交流入力電圧整流切り替え方式の場合、最大負荷電力は250W程度に向上するが、ACラインに構成部品が接続されており安全規格承認品の選定が必要であり、AC200V系時に瞬間停電や外乱ノイズによる整流方式切り替え回路の誤動作対策が必要である。

・フルブリッジ結合電流共振形コンバータをAC100V系、ハーフブリッジ結合電流共振形コンバータをAC

200V系で動作するフルブリッジ、ハーフブリッジ切り替え方式の場合、スイッチ素子のドライブ段が2組となり回路構成が複雑である。したがって、構成部品点数が多く基板面積が増加する。

【0046】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記課題を考慮してスイッチング電源回路として次のように構成する。即ち本発明のスイッチング電源回路は、入力された商用交流電源を整流するとともに、直列接続された2つの平滑コンデンサの両端に得られる平滑電圧を分圧して第1及び第2の直流入力電圧を出力することができる整流平滑手段と、疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され、一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、上記第1の直流入力電圧をプッシュプル動作により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされた第1及び第2のスイッチング手段と、少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記第1及び第2のスイッチング手段の動作を電圧共振形とする第1及び第2の一次側共振回路と、上記一次巻線と接続される第1巻線と、整流電流経路に挿入される第2巻線とを磁気結合する磁気結合トランスと整流電流経路に挿入されるスイッチング用素子とを少なくとも備えることで力率改善動作を行う力率改善手段と、商用交流電源電圧に応じて、上記第1及び第2の直流入力電圧が、それぞれ上記第1及び第2のスイッチング手段による分電圧プッシュプル動作により断続されて上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力されるようにすることのできるスイッチング動作切換手段と、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と、二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、上記二次側共振回路を含んで形成され、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段とを備える。

【0047】また上記力率改善手段は、上記磁気結合トランスの第1巻線と第2巻線の極性が加極性又は減極性で結合されるとともに、上記第2巻線が上記スイッチング用素子としての高速リカバリ型と直列接続されて構成される。また上記磁気結合トランスは、上記第2巻線が上記第1巻線よりも大きな所定のインダクタンスを有して構成される。また上記磁気結合トランスの上記第1巻線と上記第2巻線のインダクタンス値の各々について所要の値が得られるように上記第1巻線と上記第2巻線の巻数比が設定されることで電力帰還量が最適化される。

また上記スイッチング動作切換手段は、電磁パワーリレーを備えて構成される。

【0048】上記構成によれば、プッシュプル形のスイッチング周波数制御方式複合共振形コンバータといわれる電源回路に備えられる力率改善回路に対して磁気結合トランスを備えることで、一次側共振回路に得られるスイッチング出力による電力が磁気結合方式により帰還されることになると共に、上記スイッチング動作切換手段により、例えばAC電圧が150V以上の場合に、分電圧プッシュプル形の動作に切り換えらることで、広範囲入力電圧対応となり、かつAC100V系とAC200V系で力率が一定に保持できる。

【0049】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。この図1のスイッチング電源回路は、2石のスイッチング素子Q1、Q2を備えて、いわゆるプッシュプル方式で自励式によりスイッチング動作を行う電圧共振形コンバータを備えて構成される。そしてその電圧共振形コンバータに対して力率改善回路10が設けられる。

【0050】またこの図に示す電源回路は、例えば交流入力電圧 $V_{ac} = 150V$ 以上（いわゆるAC200V系）の条件に対応できるようにするため、スイッチング素子Q1、Q2によるプッシュプル動作を、いわゆる分電圧プッシュプル動作に切り換えることができるようにしている。このため、整流平滑電圧を得るための平滑コンデンサとしては、2本の平滑コンデンサC i 1、C i 2が備えられる。これら平滑コンデンサC i 1、C i 2は、図示するようにブリッジ整流回路D iの正極出力ラインから力率改善回路10を介して、一次側アース間に直列に接続される。

【0051】そしてスイッチS1、S2が設けられ、平滑コンデンサC i 1、C i 2の接続点はスイッチS1のt a端子に接続される。スイッチS1のt b端子は平滑コンデンサC i 1の正極に接続される。またスイッチS1はスイッチS2のt a端子に接続され、またスイッチS2のt b端子は1次側アースに接続される。

【0052】スイッチS1、S2は電磁パワーリレーRYによって連動されるものであり、スイッチS1、S2がt a端子に接続されることで、スイッチング素子Q1、Q2による分電圧プッシュプル方式のスイッチング動作が行われる回路構成となり、一方、スイッチS1、S2がt b端子に接続されることで、スイッチング素子Q1、Q2によるプッシュプル方式のスイッチング動作が行われる回路構成となるものである。

【0053】この図に示す電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧VAC）を入力して直流入力電圧を得るための整流平滑回路として、ブリッジ整流回路D i及び平滑コンデンサC iからなる全波整流回路が備えられ、交流入力電圧VACの1倍のレベルに対応する整流平

滑電圧E iを生成するようにされる。また、この整流平滑回路に対しては、その整流電流経路に対して突入電流制限抵抗R iが挿入されており、例えば電源投入時に平滑コンデンサに流入する突入電流を抑制するようにしている。

【0054】また、平滑コンデンサC i 1の正極側に対して絶縁コンバータトランスP I Tの一次巻線N1Aの一端が、チョークコイルCH1、直交型ドライブトランスP R Tの検出巻線ND、及び力率改善回路10の磁気結合トランスM C Tの一次巻線（第1巻線）NPを介して接続される。さらに分電圧プッシュプル動作を可能とするため、スイッチS1、S2がt a端子に接続された場合は、平滑コンデンサC i 1の負極と平滑コンデンサC i 2の正極との接続点に対しては、チョークコイルCH2を介して一次巻線N1Bの一端が接続される。

【0055】この電源回路としては、2組のスイッチング素子Q1、Q2をプッシュプル動作（及び分電圧プッシュプル動作）によりスイッチング駆動すると共に、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング周波数を可変制御するために、直交型ドライブトランスP R Tが設けられている。

【0056】直交型ドライブトランスP R Tの構造としては、例えば4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻回方向に検出巻線ND、駆動巻線NB1、NB2を巻装し、更に制御巻線NCを、上記検出巻線ND、駆動巻線NB1、NB2に対して直交する方向に巻装することで可飽和リアクトルとして構成される。

【0057】また、この場合の駆動巻線NB1、NB2は、図のように互いに独立して直交型ドライブトランスP R Tに巻装されている。そして、駆動巻線NB1の一端は、スイッチS2がt b端子に接続されている時は一次側アースに接地され、またスイッチS1及びS2がt a端子に接続されている時は平滑コンデンサC i 1-C i 2の接続点に対して接続される。その駆動巻線NB1の他端はベース電流制限抵抗RB1-共振コンデンサCB1を介してスイッチング素子Q1のベースに接続される。

【0058】また、駆動巻線NB2の一端は一次側アースに接地され、その他端は共振コンデンサCB2-ベース電流制限抵抗RB2を介してスイッチング素子Q2のベースに接続される。つまり、駆動巻線NB1-ベース電流制限抵抗RB1-共振コンデンサCB1によりスイッチング素子Q1のための自励発振駆動回路を形成し、駆動巻線NB2-共振コンデンサCB2-ベース電流制限抵抗RB2によりスイッチング素子Q2のための自励発振駆動回路を形成する。

【0059】検出巻線NDでは、後述するスイッチング動作によってスイッチング出力に応じた交番電圧が検出される。駆動巻線NB1、NB2では、検出巻線NDにより検

出されたスイッチング出力に応じて、互いに 180° 位相が異なる逆極性の交番電圧が得られるようになっている。

【0060】プッシュプル動作及び分電圧プッシュプル動作のために設けられる2本のスイッチング素子Q1、Q2には、高耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用されている。

【0061】スイッチング素子Q1には、上記駆動回路（駆動巻線NB1ーベース電流制限抵抗RB1ー共振コンデンサCB1）、及びクランプダイオードDD1、並列共振コンデンサCr1が図のように接続され、またスイッチング素子Q2には、駆動回路（駆動巻線NB2ー共振コンデンサCB2ーベース電流制限抵抗RB2）、及びクランプダイオードDD2、並列共振コンデンサCr2が図のように接続される。

【0062】ここで、クランプダイオードDD1、DD2は、それぞれスイッチング素子Q1、Q2のベースーコレクタ間に対して並列に接続される。また並列共振コンデンサCr1、Cr2は、それぞれスイッチング素子Q1、Q2のコレクターエミッタ間に対して接続される。

【0063】スイッチング素子Q1のエミッタは、スイッチS2がtb端子に接続されている時は一次側アースに接地され（プッシュプル動作時）、またスイッチS1及びS2がta端子に接続されている時は平滑コンデンサCi1ーCi2の接続点に対して接続される（分電圧プッシュプル動作時）。また、スイッチング素子Q2のエミッタ是一次側アースに接続される。

【0064】起動抵抗Rsは平滑コンデンサCi1の負極とスイッチング素子Q2間に対して接続されるようになっている。この起動抵抗Rsは、起動時において、スイッチング動作を起動させるための起動電流をスイッチング素子Q2に対して供給するために挿入されるものである。

【0065】絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する絶縁コンバータトランスPITは、図2に示すように、例えばフェライト材によるE型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアが備えられ、このEE型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1（N1A、N1B）及び後述する駆動巻線N5と、二次巻線N2をそれぞれ分割した状態で巻装している。そして、中央磁脚に対しては図のようにギャップGを形成するようにしている。これによって、所要の結合係数による疎結合が得られるようにしている。ギャップGは、E型コアCR1、CR2の中央磁脚を、2本の外磁脚よりも短く形成することで形成することが出来る。また、結合係数kとしては、例えば $k \approx 0.85$ という疎結合の状態を得るようにしており、その分、飽和状態が得られにくいようにしている。

【0066】この場合、絶縁コンバータトランスPIT

における一次側巻線は、一次巻線N1A、N1B、駆動巻線N5に分割される。一次巻線N1Aの一端はスイッチング素子Q1のコレクタと接続され、他端はチョークコイルCH1のインダクタンス巻線Lc1、直交型ドライブトランスPRTの検出巻線ND、及び磁気結合トランスMCTの一次巻線NPを介して平滑コンデンサCi1の正極側に接続される。一次巻線N1Bの一端は、スイッチング素子Q2のコレクタに対して接続される。その一次巻線N1Bの他端は、スイッチS1がtb端子に接続されている時はチョークコイルCH2のインダクタンス巻線Lc2の直列接続を介して平滑コンデンサCi1の正極と接続され（プッシュプル動作時）、またスイッチS1がta端子に接続されている時はチョークコイルCH2のインダクタンス巻線Lc2の直列接続を介して平滑コンデンサCi2の正極に対して接続される（分電圧プッシュプル動作時）。

【0067】この場合、上記した並列共振コンデンサCr1は、一次巻線N1Aの漏洩インダクタンス成分（L1A）とインダクタンス巻線Lc1との合成インダクタンス（L1A+Lc1）とによってスイッチング素子Q1を電圧共振形の動作とするための並列共振回路を形成する。同様にして、並列共振コンデンサCr2は、一次巻線N1Bの漏洩インダクタンス成分（L1B）とインダクタンス巻線Lc2との合成インダクタンス（L1B+Lc2）とによってスイッチング素子Q2を電圧共振形の動作とするための並列共振回路を形成する。またここでは詳しい説明を省略するが、スイッチング素子Q1、Q2の各オフ時には、これらの並列共振回路の作用によって共振コンデンサCr1、Cr2の両端電圧は、実際には正弦波状のパルス波形となって電圧共振形の動作が得られるようになっている。

【0068】このような一次側の構成では、直交型ドライブトランスPRTの駆動巻線NB1、駆動巻線NB2において互いに逆極性の交番電圧が得られることで、駆動巻線NB1を備える自励発振駆動回路と、駆動巻線NB2を備える自励発振駆動回路のそれぞれによって、互いに逆極性の交番電流としての駆動電流（ベース電流）が、スイッチング素子Q1、Q2の各ベースに流される。これによって、スイッチング素子Q1、Q2は、自励発振駆動回路の定数により決定されるスイッチング周波数により交互にオン／オフを行う動作が得られる。即ち、電圧共振形で、かつ、プッシュプルによるスイッチング動作が得られる。スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、一次巻線N1Aに供給され、スイッチング素子Q2のスイッチング出力は一次巻線N1Bに供給される。

【0069】スイッチS1、S2がtb端子に接続されてスイッチング素子Q1、Q2がプッシュプル動作を行う場合は、スイッチング素子Q1、Q2は、平滑コンデンサCi（Ci1+Ci2）の両端電圧を入力してスイッチング動作を行なう。つまりスイッチング素子Q1、Q2

は、直流入力電圧 E_i を入力してスイッチングを行うようにされる。またスイッチ S_1 、 S_2 が t_a 端子に接続されて、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が分電圧プッシュプル動作を行う場合は、スイッチング素子 Q_1 は、平滑コンデンサ C_{i1} の両端電圧を入力してスイッチング動作を行い、スイッチング素子 Q_2 は、平滑コンデンサ C_{i2} の両端電圧を入力してスイッチング動作を行うようにされる。つまり、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 は、それぞれ $1/2 E_i$ のレベルの直流電圧を入力してスイッチングを行うようにされる。

【0070】このような構成とし、交流入力電圧が AC 100V 系のときはプッシュプル動作、AC 200V 系のときは分電圧プッシュプル動作とすることで、AC 200V 系の条件であっても AC 100V 系と同様の条件でプッシュプルによるスイッチング動作を行うことを可能としているものである。

【0071】絶縁コンバータトランス P I T の二次側では、一次巻線 N_1 により誘起された交番電圧が二次巻線 N_2 に発生する。この場合、二次巻線 N_2 に対しては、二次側並列共振コンデンサ C_2 が並列に接続されることで、二次巻線 N_2 のリーケージインダクタンス L_2 と二次側並列共振コンデンサ C_2 のキャパシタンスとによって並列共振回路が形成される。この並列共振回路により、二次巻線 N_2 に励起される交番電圧は共振電圧となる。つまり二次側において電圧共振動作が得られる。

【0072】即ち、この電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側にも、電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられる。なお、本明細書では、このように一次側及び二次側に対して共振回路が備えられて動作する構成のスイッチングコンバータについては、「複合共振形スイッチングコンバータ」ともいうことにする。

【0073】この場合、上記のようにして形成される二次側の並列共振回路に対しては、二次巻線 N_2 に対してタップを設けた上で、整流ダイオード D_{01} 、 D_{02} 、 D_{03} 、 D_{04} 及び平滑コンデンサ C_{01} 、 C_{02} を図のように接続することで、[整流ダイオード D_{01} 、 D_{02} 、平滑コンデンサ C_{01}] の組と、[整流ダイオード D_{03} 、 D_{04} 、平滑コンデンサ C_{02}] の組とによる、2 組の全波整流回路が設けられる。[整流ダイオード D_{01} 、 D_{02} 、平滑コンデンサ C_{01}] から成る全波整流回路は直流出力電圧 E_{01} を生成し、[整流ダイオード D_{03} 、 D_{04} 、平滑コンデンサ C_{02}] から成る全波整流回路は直流出力電圧 E_{02} を生成する。なお、この場合には、直流出力電圧 E_{01} 及び直流出力電圧 E_{02} は制御回路 1 に対しても分岐して入力される。制御回路 1 においては、直流出力電圧 E_{01} を検出電圧として利用し、直流出力電圧 E_{02} を制御回路 1 の動作電源として利用する。

【0074】制御回路 1 は、例えば二次側の直流電圧出力 E_{01} のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電

流を、制御電流としてドライブトランス P R T の制御巻線 N_C に供給することにより、後述のように定電圧制御を行う。

【0075】ところで、絶縁コンバータトランス P I T においては、一次巻線 N_1 、二次巻線 N_2 の極性（巻方向）と整流ダイオード D_0 （ D_{01} 、 D_{02} 、 D_{03} 、 D_{04} ）の接続との関係によって、一次巻線 N_1 のインダクタンス L_1 と二次巻線 N_2 のインダクタンス L_2 との相互インダクタンス M について、 $+M$ となる場合と $-M$ となる場合とがある。例えば、図 3（a）に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは $+M$ （加極性：フォワード方式）となり、図 3（b）に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは $-M$ （減極性：フライバック方式）となる。これを、図 1 に示す電源回路の二次側の動作に対応させてみると、例えば二次巻線 N_2 に得られる交番電圧が正極性のときに整流ダイオード D_{01} （ D_{03} ）に整流電流が流れる動作は、 $+M$ の動作モード（フォワード方式）とみることができ、逆に、二次巻線 N_2 に得られる交番電圧が負極性のときに整流ダイオード D_{02}

20

（ D_{04} ）に整流電流が流れる動作は、 $-M$ の動作モード（フライバック方式）であるとみることができる。即ち、この電源回路では、二次巻線に得られる交番電圧が正／負となるごとに、相互インダクタンスが $+M/-M$ のモードで動作することになる。

【0076】制御回路 1 では、二次側直流出力電圧レベル（ E_{01} ）の変化に応じて、制御巻線 N_C に流す制御電流（直流電流）レベルを可変することで、直交型ドライブトランス P R T に巻装された駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} のインダクタンス L_{B1} 、 L_{B2} を可変制御する。これにより、駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} のインダクタンス L_{B1} 、 L_{B2} を含んで形成されるスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のための自励共振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化する。これは、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング周波数を可変する動作となるが、この動作によって二次側直流出力電圧を安定化する作用を有する。

30

【0077】続いて、力率改善回路 10 の構成について説明する。この図に示す力率改善回路 10 は、フィルタコンデンサ C_N 、高速リカバリ型ダイオード D_1 、及び磁気結合トランス M C T を備えて成る。ここで、磁気結合トランス M C T は一次巻線（第 1 巻線） N_p と二次巻線（第 2 巻線） N_s を例えば密結合の状態となるようにして巻装して構成される。また、本実施の形態にあっては、一次巻線 N_p のインダクタンス L_p と二次巻線 N_s のインダクタンス L_s について、インダクタンス L_p に対してインダクタンス L_s のほうが大きい値を採ることを前提として、それぞれ、所定のインダクタンス値が選定される。このためには、例えば一次巻線 N_p と二次巻線 N_s の巻数（巻線比）を実際に選定すべきインダクタンス値に応じて設定することになる。

40

50

【0078】磁気結合トランス M C T の一次巻線 N_p の

巻始め端部は、検出巻線ND及びチョークコイルCH1を介して絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1Aと接続され、巻終わり端部は平滑コンデンサCi1の正極に対して接続される。これにより、磁気結合トランスMCTの一次巻線Npに対しては、一次巻線N1Aに現れるスイッチング素子Q1のスイッチング出力が、チョークコイルCH1、検出巻線NDを介して伝達されることになる。

【0079】磁気結合トランスMCTの二次巻線Nsの巻始め端部は、高速リカバリ型ダイオードD1のカソードに対して接続される。ここで、高速リカバリ型ダイオードD1のアノードは、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子に接続される。また、二次巻線Nsの巻終わり端部は、平滑コンデンサCiの正極端子に対して接続される。つまり、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と平滑コンデンサCiの正極端子間（すなわち整流電流経路）に対して、高速リカバリ型ダイオードD1-二次巻線Nsの直列接続回路が挿入される。また、この図に示す磁気結合トランスMCTの一次巻線Npと二次巻線Nsの巻方向の関係を見た場合には、図3(a)と同様となり、したがってその動作は、加極性(+M)モードとされることになる。

【0080】また、この場合のフィルタコンデンサCNは、高速リカバリ型ダイオードD1のアノード側と一次側アース間に対して挿入されることで、例えば磁気結合トランスMCTの二次巻線Nsと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0081】このような構成の力率改善回路10による力率改善動作としては、基本的に、次のようになる。力率改善回路10では、まず、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1Aに得られるスイッチング素子Q1のスイッチング出力が、磁気結合トランスMCTの一次巻線Npに伝達されることになる。そして、磁気結合トランスMCTにおける磁気結合を介して、一次巻線Npに得られたスイッチング出力は、二次巻線Nsに対して励起される。つまり、磁気結合トランスMCTの磁気結合によってスイッチング出力が整流電流経路に電力帰還される。

【0082】このようにして帰還されたスイッチング出力により、高速リカバリ型ダイオードD1では整流電流をスイッチング周期で断続するように動作する。この断続動作により、チョークコイルとして機能する二次巻線NsのインダクタンスLSも上昇し、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサCiの両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサCiへの充電電流が流れる。したがって結果的に、交流入力電流の導通角が拡大されて力率改善が図られる。

【0083】本例では上述してきたようにスイッチS1、S2により、プッシュプル動作と分電圧プッシュプル動作が切り換えられる。そしてスイッチS1、S2

を、交流入力電圧値に応じて切り換えることで、交流入力電圧100V系の場合はプッシュプル動作、交流入力電圧200V系の場合は分電圧プッシュプル動作を行うようにするものである。すなわち本例では、リレー駆動回路4、電磁パワーリレーRY、及びスイッチS1、S2により、商用交流電源電圧に応じてプッシュプル動作/分電圧プッシュプル動作を切り換えるスイッチング動作切換回路が形成される。

【0084】上述したようにスイッチS1、S2は、電磁パワーリレーRYにより連動的にオン/オフ制御される。電磁パワーリレーRYは、リレー駆動回路4によって駆動される。リレー駆動回路4は、抵抗R1~R3、スイッチング素子Q3、ツェナーダイオードZD、コンデンサC5、ダイオードD5が図のように接続されて構成される。

【0085】このリレー駆動回路4においては、平滑コンデンサCi1の正極と一次側アース間に対して抵抗R1、R2が直列に接続される。そしてこの抵抗R1、R2の分圧点とスイッチング素子Q3間にツェナーダイオードZDが挿入される。この場合、平滑コンデンサCi1にあらわれる整流平滑電圧がAC150V以上の場合に、抵抗R1、R2で分圧される電圧値によってツェナーダイオードZDが導通するように、上記各部品が選定されているものとされる。つまり、上記各部品によって交流入力電圧レベルがAC150V以上か否かを検出する電圧検出回路が形成される。そしてスイッチング素子Q3のオン/オフにより電磁リレーRYが駆動される。電磁パワーリレーRYに対しては逆方向電流を流すための保護用ダイオードD5が並列に接続されている。

【0086】またリレー駆動回路4が動作するための動作電源としては、絶縁コンバータトランスPITに対して駆動巻線N5を巻装し、この駆動巻線N5に励起された交番電圧を、整流ダイオードD6とコンデンサC6から成る半波整流回路によって整流して得られる直流電圧が利用される。

【0087】このようなリレー駆動回路4によって、例えばAC100V系としてAC150V以下の交流入力電圧VACが供給されている場合、ツェナーダイオードZDは導通しないことから、スイッチング素子Q3はオフとなる。このとき電磁リレーRYによって切り換えられるスイッチS1、S2は、それぞれtb端子側に接続された状態となっている。つまりプッシュプル動作状態となる。

【0088】一方、AC200V系としてAC150V以上の交流入力電圧VACが供給されている場合には、ツェナーダイオードZDが導通しスイッチング素子Q3がオンとなることにより、電磁リレーRYの励磁作用によってスイッチS1、S2は、それぞれta端子側に切り換えられ、分電圧プッシュプル動作状態となる。

【0089】図4に、上記図1に示す電源回路の動作波

形を示す。ここで、図 4 (a) ~ (e) は、各部の商用電源周期での動作が示され、図 4 (f) ~ (j) は、各部のスイッチング周期での動作が示される。また、この動作は、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、最大負荷電力 290 W 時のプッシュプル動作による動作となる。

【0090】ここでは、商用電源の周波数は 50 Hz とされ、交流入力電圧 V_{AC} は図 4 (a) に示すように、半周期が 10 ms となる正弦波状の波形が得られている。そして、ブリッジ整流回路 D_i に流れる整流電流としては、交流入力電流 I_{AC} が図 4 (b) に示すようにして流れると、高速リカバリ型ダイオード D_1 ではこれを断続するようにスイッチングすることで、図 4 (c) に示す波形によるスイッチング電流 I_D が流れることになる。

【0091】ここで、交流入力電圧 V_{AC} が高いとされて交流入力電流 I_{AC} が流れる期間におけるスイッチング周期の動作としては次のようになる。例えば、この期間においてスイッチング素子 Q_1 がスイッチング動作を行ったとすると、並列共振コンデンサ C_r の両端には、図 4 (f) に示すようにして、スイッチング素子 Q_1 がオフとなる期間 T_{off} ($3\text{ }\mu\text{s}$) において正弦波状のパルスとなる並列共振電圧 V_{cp} が発生する。そして、スイッチング素子 Q_1 がオンとなる期間 T_{on} ($7\text{ }\mu\text{s}$) には、スイッチング素子 Q_1 のコレクタ-エミッタ間に、図 4 (g) に示すようにしてスイッチング出力電流 I_{cp} が流れるが、このスイッチング出力電流 I_{cp} は、力率改善回路 10 内のフィルタコンデンサ C_N から、高速リカバリ型ダイオード D_1 → 二次巻線 N_s を介して平滑コンデンサ C_i に流れる。このとき、高速リカバリ型ダイオード D_1 を流れるスイッチング電流 I_D は、図 4 (h) に示すように、略正弦波上で 11 A のレベルを有する波形となる。

【0092】また、スイッチング周期における二次巻線 N_s の両端電圧 V_L は、図 4 (i) に示すようにして、期間 T_{off} においては、正方向に 100 V となる正弦波状の波形となり、期間 T_{on} においてはその開始期間において負方向に 60 V となる波形が得られる。また、図 4 (j) は、スイッチング周期における、二次巻線 N_s - 平滑コンデンサ C_i の直列接続回路の両端電圧 V_1 を示しているが、この電圧 V_1 は、期間 T_{off} においては、 260 V となる正弦波状の波形となり、期間 T_{on} においては、その開始期間において 100 V となる逆方向の正弦波状の波形が得られ、この後、 150 V が維持される。

【0093】そして、商用電源周期による動作として、交流入力電圧 V_{AC} が低いとされて、交流入力電流 I_{AC} が流れない期間（高速リカバリ型ダイオード D_1 がスイッチング動作を行わない期間）においては、磁気結合トランス MCT の一次巻線 N_p に対して、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 に流れる一次側スイッチング電流 I_1 が流れ、これによって磁気結合トランス MC

T の二次巻線 N_s には、励起電圧が発生する。これにより、商用電源周期で見た場合の二次巻線 N_s の両端電圧 V_L は、図 4 (d) に示すものとなり、ほぼ定常的に電圧レベルが得られていることになる。そして、この二次巻線 N_s の両端電圧 V_L が整流平滑電圧 E_i （平滑コンデンサ C_i の両端電圧）に重畳されることで、二次巻線 N_s - 平滑コンデンサ C_i の直列接続回路の両端電圧 V_1 は、商用電源周期において図 4 (e) に示す波形が得られる。この図 4 (e) に示す波形から分かるように、本実施の形態では、磁気結合トランス MCT の二次巻線 N_s に励起される電圧により、整流平滑電圧 E_i （直流入力電圧）のレベルを増加させるように動作しているものである。そして、この動作は、前述したようにして、磁気結合トランス MCT の一次巻線 N_p のインダクタンス L_p と、二次巻線 N_s のインダクタンス L_s について、インダクタンス L_s のほうがインダクタンス L_p よりも大きくなるように設定されていることによって得られるものである。

【0094】上記のようにして、直流入力電圧のレベルを増加させていることで、例えば、高速リカバリ型ダイオード D_1 のカソード電位 V_1 が、力率改善回路への入力電圧（高速リカバリ型ダイオード D_1 のアノード側電位）よりも低いとされる期間においても、高速リカバリ型ダイオード D_1 のスイッチング動作を継続するように動作する。つまり、商用電源周期の半周期ごとにおいて、高速リカバリ型ダイオード D_1 がスイッチングを行う期間が延長されるものである。このような動作によって、 10 ms の商用電源の半周期に対して、例えば図 4 (b) に示すように交流入力電流 I_{AC} の導通角は 6 ms 程度にまで拡大されることになり、より高い力率が得られるようにされる。

【0095】ここで、図 5、図 6 に、上記図 1 に示した電源回路についての実験結果を示す。なお、これらの図に示す実験結果を得るのにあたっては、磁気結合トランス MCT については $EI-25$ の EI 型コアを用い、一次巻線 N_p についてはインダクタンス $L_p = 13\text{ }\mu\text{H}$ 、二次巻線 N_s についてはインダクタンス $L_p = 105\text{ }\mu\text{H}$ としている。そして、フィルタコンデンサ $C_N = 1\text{ }\mu\text{F}$ 、並列共振コンデンサ $C_r = 2700\text{ pF}$ 、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 は $VCB0 > 1500\text{ V}$ を選定している。また、動作条件としては、負荷電力 $P_o = 290\text{ W} \sim 0\text{ W}$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 80\text{ V} \sim 288\text{ V}$ 時とされる。

【0096】まず図 5 には、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、及び交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{ V}$ で一定とした条件の下での、負荷と力率との関係を示している。この図に示されるように、本実施の形態では、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 程度以上から、力率 PF について 0.75 程度以上が維持される。そして、負荷電力 $P_o = 300\text{ W}$ において力率 $PF = 0.8$ 程度となるまで、力率が緩やかに上昇する特性が得られている。このようにして、本実施

の形態では、広範囲の負荷条件にわたって高力率が得られるものである。

【0097】また、図6には、負荷電力 $P_o = 290W$ で一定とした条件の下での、交流入力電圧 VAC と力率との関係が示されている。この図から分かるように、力率 PF としては、交流入力電圧 $VAC = 100V$ 付近において既に $PF = 0.9$ 程度以上の高力率が得られており、交流入力電圧 VAC が上昇するように変動していくのにしたがって、力率 PF が低くはなっていくものの、そして、交流入力電圧 $VAC = 230V$ にあっても、 $PF = 0.8$ に近い値を維持しているものである。

【0098】このように、本実施の形態の電源回路では、プッシュプル動作と分電圧プッシュプル動作において、磁気結合トランスMCTの磁気結合によって整流電流経路に帰還されるスイッチング出力がほぼ同じになる。したがって、図5、図6で示したように交流入力電圧 VAC が $100V$ 系または $200V$ 系であるときでも力率 PF はほぼ同等の特性となる。また本実施の形態の電源回路では、交流入力電圧、負荷の変動に対しても高力率を維持できる。このために、交流入力電圧や負荷条件が指定されるテレビジョン受像機などに限定されず、例えば負荷条件が変動する事務機器やパーソナルコンピュータなどの事務機器に対して本実施の形態の電源回路を搭載することが実用上十分に可能となるものである。

【0099】また本実施の形態の電源回路によれば、従来の電力帰還方式に比較して、負荷電力 P_o 及び交流入力電圧 VAC の変化に対して力率 PF が非常に安定したものとなる。また負荷電力 P_o の変動範囲も大幅に拡大されている。このように交流入力電圧、負荷の変動に対しても高力率を維持できることで、交流入力電圧や負荷条件が指定されるテレビジョン受像機などに限定されず、例えば負荷条件が変動する事務機器やパーソナルコンピュータなどの事務機器に対して本実施の形態の電源回路を搭載することが実用上十分に可能となるものである。また、ワイドレンジ対応の構成として、プッシュプル動作/分電圧プッシュプル動作の切換のための交流入力電圧 VAC の検出は、平滑コンデンサ C_{i1} の正極にあらわれる直流入力電圧 E_i から行っている。したがって例えば瞬時停電や外乱のノイズなどの影響で、商用交流電流レベルの誤検出が生じたとしても、プッシュプル動作/分電圧プッシュプル動作の切換が行なわれるだけで、スイッチングのための動作電源である直流入力電圧 E_i のレベル変化を生じさせずに、スイッチング動作を継続することができる。つまり、スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ などの部品において、例えば瞬間停電や外乱のノイズなどによる交流入力電圧 VAC にも対応することができる耐圧品を選定したり、誤検出からスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ を保護する構成を採るなどの対策が必要なくなる。したがって、誤動作対策を採る必要がないので回路規模の拡大を防ぐことができる。

【0100】また、本実施の形態の電源回路では、交流入力電圧が $VAC = 100V$ 、 $VAC = 230V$ のときに電力変換効率が上昇し、例えば力率改善回路10を備えない場合よりも1.5%向上し、交流入力電力としては、力率改善回路10を備えない場合よりも約4.4W低減している。これは、本実施の形態の力率改善回路10の構成として、電力帰還のために磁気結合トランスMCTを備えていることによる。例えば図14に示した力率改善回路20の構成では、スイッチング出力が、一次側直列共振回路と、力率改善回路20に対して電力帰還するためのLC共振回路とに対して分岐して流れるためにスイッチング電流が増加して、その分電力損失が増加する。これに対して、本実施の形態では、スイッチング素子 $Q1$ のスイッチング出力を単に磁気結合トランスMCTの一次側巻線NPに伝達すれば、磁気結合トランスMCTの磁気結合作用によって、整流電流経路へのスイッチング出力の帰還が行われるものである。これにより、同じ力率改善を図るのにあたって、スイッチング電流量は、図14の場合よりも少なくすることができているものである。

【0101】また、実験結果として、磁気結合トランスMCTの巻線(Np, Ns)間のインダクタンス値の比を変更して、一次巻線Npから二次巻線Ns側へのスイッチング電流I1の帰還量を変更することで、力率特性を変えられることが確認されている。つまり、本実施の形態としては、磁気結合トランスMCTにおける巻線(Np, Ns)のインダクタンス値を変更することで、実使用に適った条件の力率特性が得られるように調整を行うことができるものである。このように磁気結合トランスMCTの一次巻線Np/二次巻線Nsのインダクタンス値の比を変更するのには、例えば一次巻線Np/二次巻線Nsの巻数比を変更してやればよいものである。

【0102】ここで、磁気結合トランスMCTにおける一次巻線Np/二次巻線Nsのインダクタンス値として、一次巻線Npについてはインダクタンス $L_p = 13\mu H$ 、二次巻線Nsについてはインダクタンス $L_p = 90\mu H$ となるように、その巻数比を設定した場合に得られた各部の動作波形を図7に示す。

【0103】図7(a)に示すように、例えば50Hzの商用電源周期により交流入力電圧 VAC が入力されているとして、高速リカバリ型ダイオードD1では、図7(c)のスイッチング電流IDに示されるようにしてスイッチング動作を行う。また、このときの磁気結合トランスMCTの二次巻線Nsの両端電圧VLは、図7(d)に示すようにして、交流入力電圧 VAC が低いとされる τ 期間以外の期間にほぼ対応して、スイッチング周期に応じた交番波形が得られるものとなり、二次巻線Ns—平滑コンデンサ C_i の直列接続回路に得られる両端電圧(直流入力電圧) $V1$ は、交流入力電圧 VAC が高いとされる τ 期間に $130V_p$ で、 τ 期間以外の期間において

は40Vとなる電圧レベルに対して、電圧VLとほぼ同一の波形が重畳されるものとなる。

【0104】また、上記のようにして磁気結合トランスMCTの巻線比を変更した場合の、交流入力電圧をVAC=100V、VAC=230Vで一定とした条件の下での、負荷と力率との関係を図8に示す。例えば図5と比較すると、図8の場合には、負荷電力 $P_o=100W$ 以上では、力率PFの値は低くはなるものの、負荷電力の変動に関わらずほぼPF=0.75程度で一定に維持され、負荷電力 $P_o=100W$ 程度以下では、逆に力率が上昇するという特性が得られる。

【0105】図9は、同じく磁気結合トランスMCTの巻線比を変更した構成における、負荷電力を $P_o=100W$ 、 $P_o=290W$ で一定とした条件の下での、交流入力電圧VACと力率との関係が示されている。この場合にも、力率PFとしては、負荷電力 $P_o=100W$ の場合、交流入力電圧VAC=100V程度以上では、力率PF=0.75程度でほぼ一定となり、VAC=100V程度以下で力率PFが高くなるという特性が得られる。また、負荷電力 $P_o=290W$ の場合、交流入力電圧VAC=200V程度以上では、力率PF=0.75程度でほぼ一定となり、VAC=200V程度以下で力率PFが高くなるという特性が得られる。

【0106】なお、図1に示すスイッチング電源回路の構成において、磁気結合トランスMCTの一次巻線Np、二次巻線Nsの巻方向の関係として、図3(b)に示した関係、すなわち磁気結合トランスMCTが減極性(-M:フライバック方式)で動作するように構成した場合でも、図5、図6に示した特性を得ることができる。また、磁気結合トランスMCTの一次巻線と二次巻線の巻数比を変更すれば、例えば図8、図9に示したような特性が得られるものである。この場合、図4に示した、スイッチング素子Q1がオフとなるとき(期間Tof)に高速リカバリ型ダイオードD1にスイッチング電流IDが流れ、両端電圧VLと両端電圧V1の高周波波形の位相が逆になる。

【0107】以上、実施の形態について説明してきたが、本発明はさらに多様な変形例が考えられる。例えば本出願人は、複合共振形スイッチングコンバータとして、二次側直列共振回路を利用した4倍電圧整流回路を備えた構成も既に提案しているが、このような構成も本実施の形態の変形例として成立し得る。つまり、本実施の形態としては二次側の共振回路及び整流回路の構成として特に限定されるものではない。

【0108】また、本実施の形態では、プッシュプル動作を行う場合にスイッチング素子Q1のスイッチング出力が力率改善回路10に帰還される構成を例に挙げて説明したが、スイッチング素子Q2のスイッチング出力を力率改善回路10に帰還させるように構成することも考えられる。さらに、本実施の形態においては、一次側に

対して自励式による共振コンバータを備えた構成の下で定電圧制御を行うための制御トランスとして直交形制御トランスが用いられているが、この直交形制御トランスの代わりに、先に本出願人により提案された斜交形制御トランスを採用することができる。上記斜交形制御トランスの構造としては、ここでの図示は省略するが、例えば直交形制御トランスの場合と同様に、4本の磁脚を有する2組のダブルコの字形コアを組み合わせることで立体型コアを形成する。そして、この立体型コアに対して制御巻線NCと駆動巻線NBを巻装するのであるが、この際に、制御巻線と駆動巻線の巻方向の関係が斜めに交差する関係となるようにされる。具体的には、制御巻線NCと駆動巻線NBの何れか一方の巻線を、4本の磁脚のうちで互いに隣り合う位置関係にある2本の磁脚に対して巻装し、他方の巻線を対角の位置関係にあるとされる2本の磁脚に対して巻装するものである。そして、このような斜交形制御トランスを備えた場合には、駆動巻線を通る交流電流が負の電流レベルから正の電流レベルとなった場合でも駆動巻線のインダクタンスが増加するという動作傾向が得られる。これにより、スイッチング素子をターンオフするための負方向の電流レベルは増加して、スイッチング素子の蓄積時間が短縮されることになるので、これに伴ってスイッチング素子のターンオフ時の下降時間も短くなり、スイッチング素子の電力損失をより低減することが可能になるものである。

【0109】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、プッシュプル方式のスイッチング周波数制御方式複合共振形コンバータといわれる電源回路の整流電流経路に磁気結合トランスを備えた力率改善回路を備えている。そして、一次側共振回路に得られるスイッチング出力が磁気結合トランスによる磁気結合を介して帰還されると共に、スイッチング動作切換手段により交流入力電圧に応じてプッシュプル動作と分電圧プッシュプル動作を切り換えるようにしている。これにより広範囲入力電圧対応となり、また交流入力電圧や負荷電力の変動に対して広範囲にわたって十分な力率が維持されるという効果がある。例えばAC100V系、200V系共用で負荷電力が200W以上の重負荷時に、290W~0Wの広範囲の負荷変動に対して、安定的に高力率が得られるようになる。したがって、100V系と200V系共用のワイドレンジに対応した力率改善ソフトスイッチング電源としては適切なものとなり、負荷変動が大きい事務機器、情報機器用の力率改善電源回路として好適なものとなる。

【0110】また、力率改善手段としては磁気結合トランスを備えていることで、スイッチング出力を一次巻線に供給すべき系に対して、例えば磁気結合トランスの第1巻線を挿入すれば、整流電流経路へのスイッチング出力の帰還を実現することが可能とされている。これは、例えば整流電流経路にスイッチング出力を帰還するため

の共振回路系を追加する必要が無いことを意味するもので、その分、スイッチング素子に流れるスイッチング電流を低減することができ、電力変換効率の向上を図ることができる。さらに、力率改善手段は商用電源ラインに挿入されておらず、整流出力点と平滑コンデンサ間に挿入されているので、安全規格承認品を選定する必要がなく、安価に構成することができるようになる。また本発明としては、ワイドレンジ対応の構成として、プッシュプル動作／分電圧プッシュプル動作の切換を行うようにしている。これは、例えば商用交流電源レベルを検出する検出回路系において、瞬時停電や外乱のノイズ等による誤検出が生じたとしても、単にプッシュプル動作／シングルエンド動作の切り換えが行われるのみであって、誤検出に伴った、スイッチングのための動作電源である直流入力電圧レベルの変化を生じさせない。従って、例えば誤検出時に対応した保護対策を特に採る必要も無いために、それだけ、回路規模の拡大を防ぐことができる。

【0111】また、一次側共振回路を電圧共振形で構成することで、交流入力電圧に応じてプッシュプル動作と分電圧プッシュプル動作を切り換えることによってワイドレンジに対応することが可能となる。これによって、一次側共振回路を電流共振形として、例えばハーフブリッジ結合とフルブリッジ結合を切り換えてスイッチング動作を行うように構成した電源回路よりも部品点数を削減することができる。したがって、スイッチング電流を低減することができ電力変換効率を向上することができる。さらに、部品点数を削減することで回路構成を簡素化することができ基板面積を低減することができる。

【0112】また、磁気結合トランスにおいては、第1巻線のインダクタンスよりも第2巻線のインダクタンスが大きくなるように設定されていることで、直流入力電圧が増加するのであるが、これにより、結果的には、交流入力電圧、及び負荷電力の変動に対しても、実用性に足るだけの力率が得られるように維持されるものである。したがって、例えば負荷変動が大きい事務機器、情報機器用の力率改善電源回路として好適なものとなる。また、力率の特性としては、例えば第1巻線のインダクタンスと第2巻線のインダクタンスとの比を調整することで、交流入力電圧、負荷電力の変動に対してほぼ一定とすることもできるために、リップル成分の抑制を図ることも可能となる。また、直流入力電圧の増加によって、電力変換効率の向上が図られるものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の回路図である。

【図2】本実施の形態の電源回路に採用される絶縁コンバータトランスの構造を示す断面図である。

【図3】相互インダクタンスが $+M/-M$ の場合の各動作を示す説明図である。

【図4】図1に示すスイッチング電源回路のプッシュプル動作によるスイッチング動作を示す波形図である。

【図5】図1に示すスイッチング電源回路について、負荷電力と力率との関係を示す特性図である。

【図6】図1に示すスイッチング電源回路について、交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

【図7】磁気結合トランスの巻線比を変更した場合の図1に示すスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図8】磁気結合トランスの巻線比を変更した場合の図1に示すスイッチング電源回路の負荷電力と力率との関係を示す特性図である。

【図9】磁気結合トランスの巻線比を変更した場合の図1に示すスイッチング電源回路の交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

【図10】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図11】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図12】図10、図11の電源回路の動作を示す波形図である。

【図13】図10、図11の電源回路の交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

【図14】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図15】図14の電源回路について負荷電力と力率との関係、及び交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

【図16】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図17】図16の電源回路について負荷電力と力率との関係、及び交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

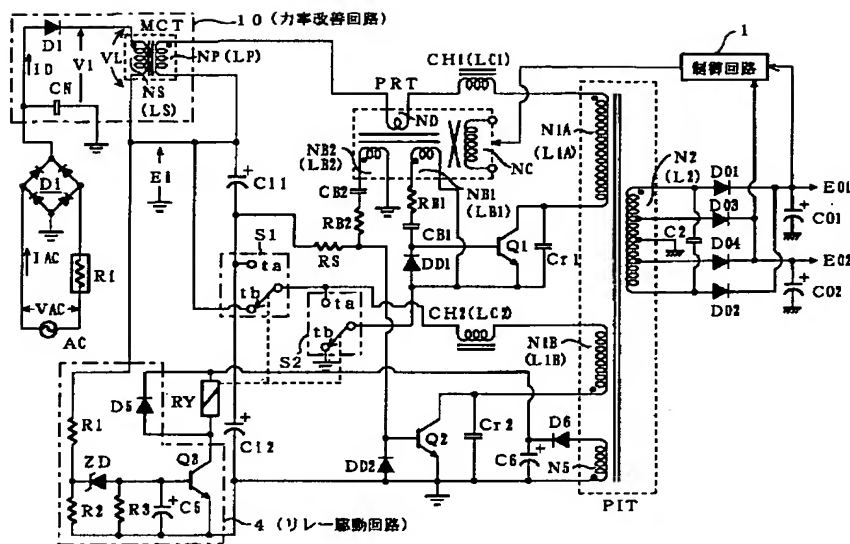
【図18】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図19】図18の電源回路について交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

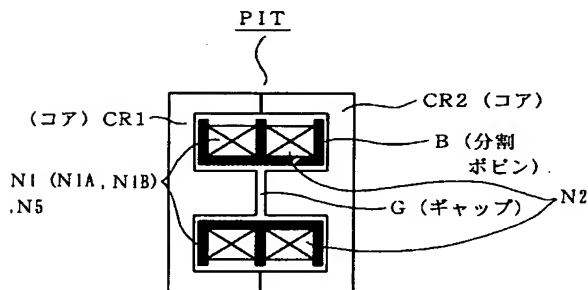
【符号の説明】

1 制御回路、4 リレー駆動回路、10 力率改善回路、Di ブリッジ整流回路、Ci1, Ci2 平滑コンデンサ、D1 高速リカバリ型ダイオード、MCT 磁気結合トランス、Cr1, Cr2 並列共振コンデンサ、C2 二次側並列共振コンデンサ、PRT 直交型ドライブトランス、PIT 絶縁コンバータトランス、Q1, Q2, Q3 スwitchング素子、RY 電磁パワーリレー、S1, S2 スイッチ

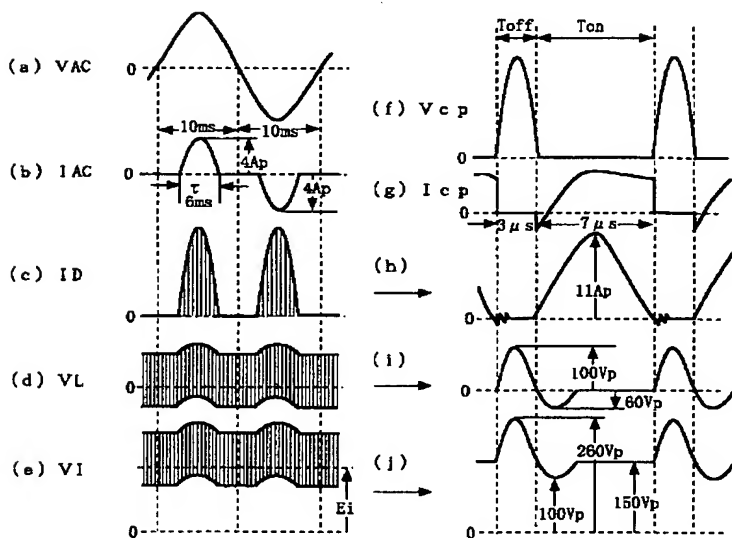
【図 1】



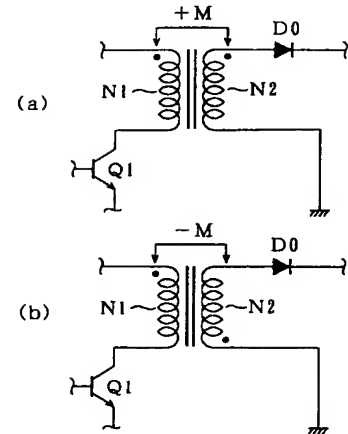
【図 2】



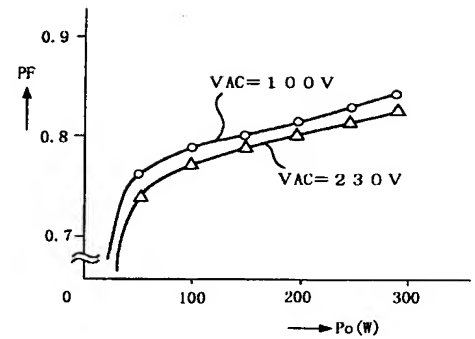
【図 4】



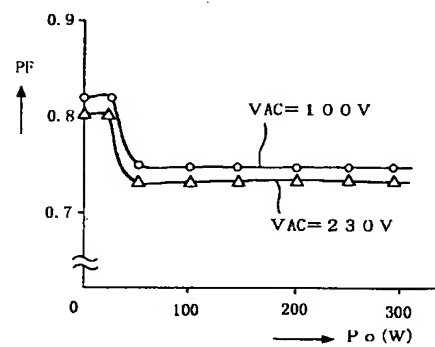
【図 3】



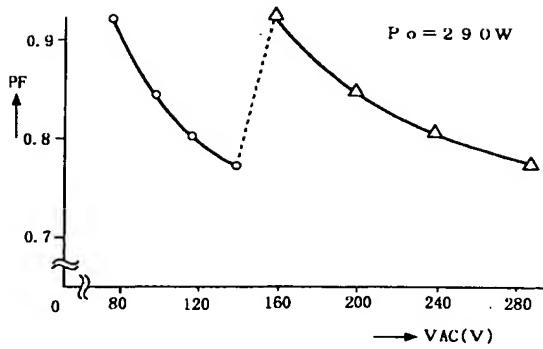
【図 5】



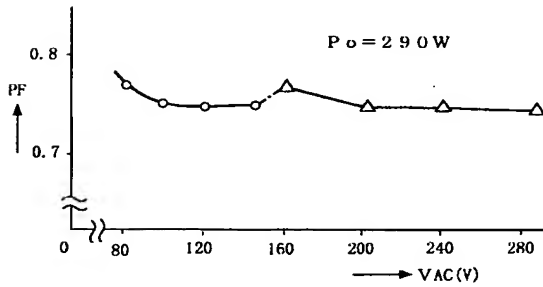
【図 8】



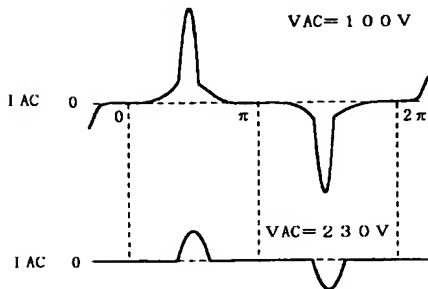
【図 6】



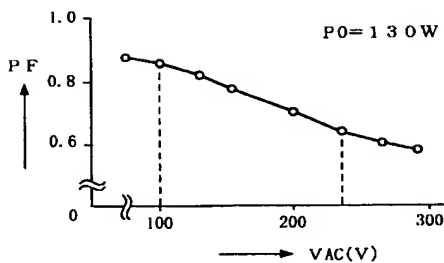
【図 9】



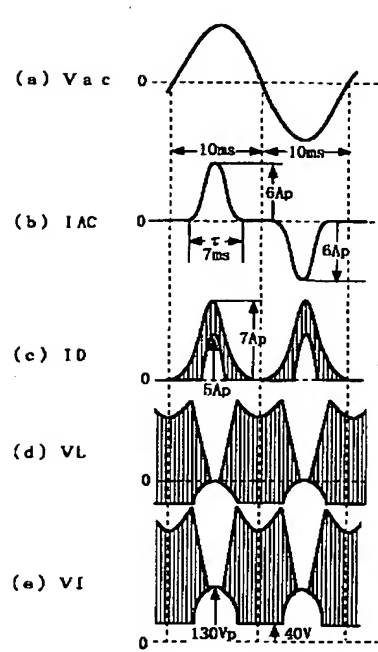
【図 12】



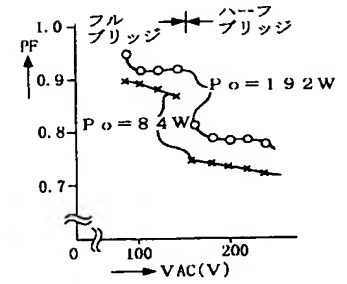
【図 13】



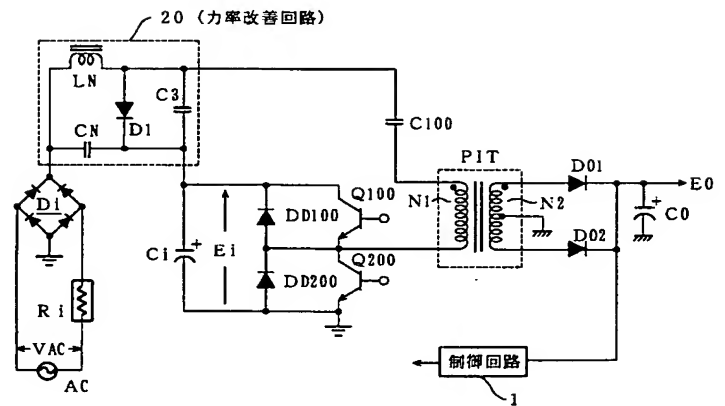
【図 7】



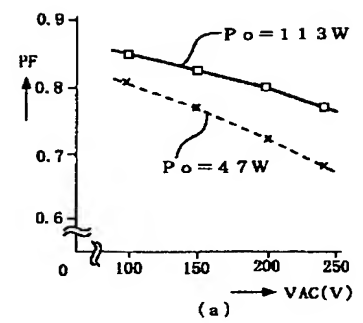
【図 19】



【図 10】

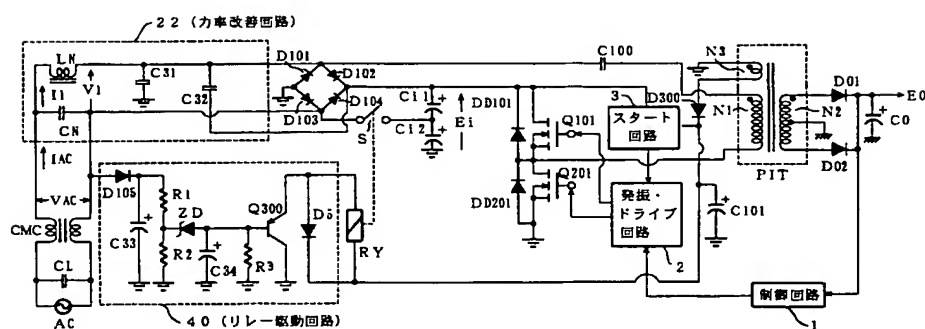
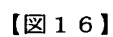


【図 15】

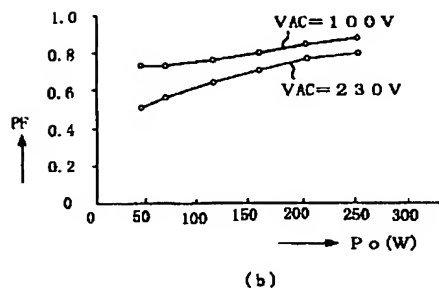
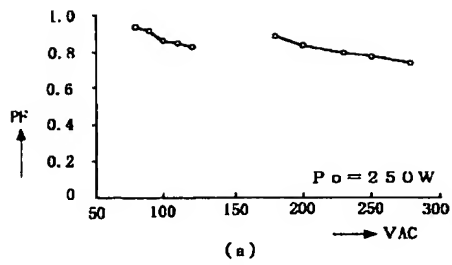


Graph (b) shows the Power Factor (PF) versus Power (P_o) for two different AC voltages. The PF increases with P_o for both cases, with $V_{AC} = 100\text{ V}$ showing higher PF values than $V_{AC} = 230\text{ V}$.

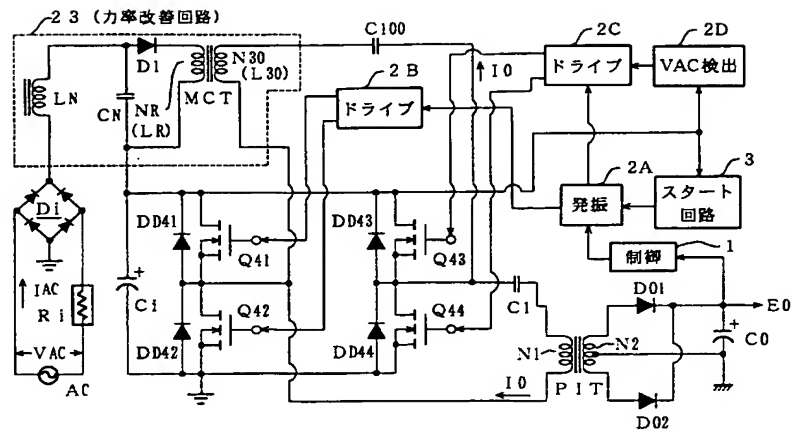
P_o (W)	PF ($V_{AC} = 100\text{ V}$)	PF ($V_{AC} = 230\text{ V}$)
50	0.80	0.68
75	0.82	0.72
100	0.84	0.75
125	0.85	0.76
150	0.85	0.76



【図17】



【図18】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

H02M 7/06

識別記号

F1

H02M 7/06

テーマコード* (参考)

P